

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 07337036
PUBLICATION DATE : 22-12-95

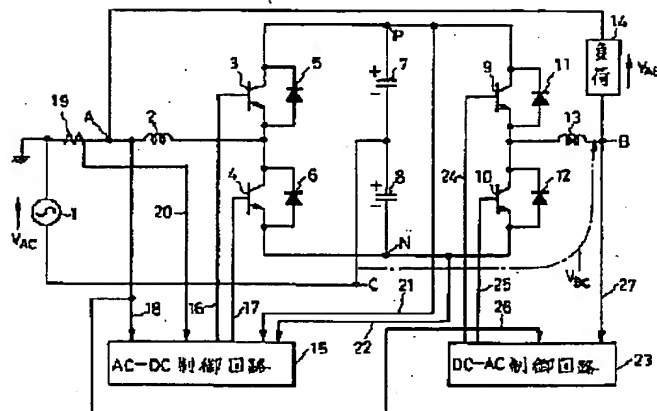
APPLICATION DATE : 11-06-94
APPLICATION NUMBER : 06152761

APPLICANT : TAKAHASHI ISAO;

INVENTOR : TAKAHASHI ISAO;

INT.CL. : H02M 7/5387 H02M 5/458 H02M
7/219

TITLE : AC POWER CONVERTER



ABSTRACT : PURPOSE: To lower the cost of the circuit elements in a half bridge AC/DC/AC conversion circuit by lowering the voltage across the capacitor serving as a DC power supply.

CONSTITUTION: First and second transistors 3, 4 and first and second diodes 5, 6 constitute a half bridge type AC/DC conversion circuit. First and second capacitors 7, 8 at the output stage of the AC/DC conversion circuit serve as the DC power supply for a half bridge DC/AC inverter. A load 14 is connected between the output terminal B of the DC/AC inverter and the terminal A of an AC power supply 1. The voltage of the DC/AC inverter is superposed on the power supply voltage and fed to the load 14.

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

(19) 日本国特許庁 (J P) (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-337036

(43) 公開日 平成7年(1995)12月22日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 2 M 7/5387
5/458
7/219

識別記号

庁内整理番号

9181-5H

9472-5H

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 4 F D (全 9 頁)

(21) 出願番号

特願平6-152761

(22) 出願日

平成6年(1994)6月11日

(71) 出願人 000106276

サンケン電気株式会社

埼玉県新座市北野3丁目6番3号

(71) 出願人 000168850

高橋 勲

新潟県長岡市北山町4丁目463番地

(72) 発明者 高橋 勲

新潟県長岡市北山町四丁目463番地

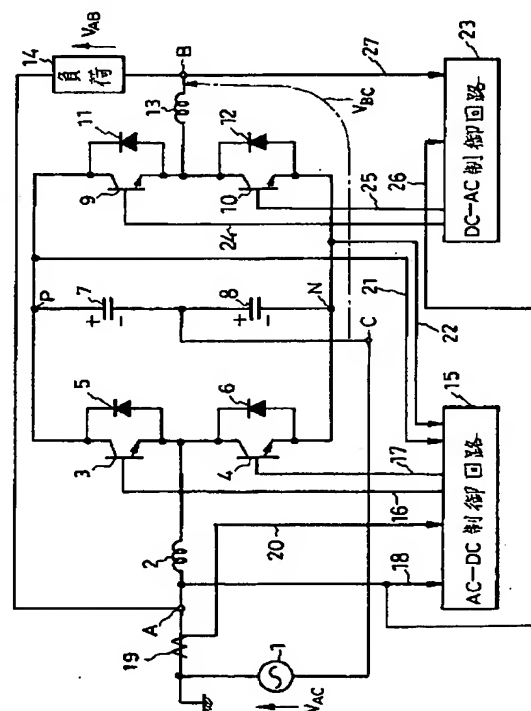
(74) 代理人 弁理士 高野 則次

(54) 【発明の名称】 交流電力変換装置

(57) 【要約】

【目的】 ハーフブリッジ型のAC-DC-AC変換回路において直流電源として働くコンデンサの電圧を低くして、回路素子のコストを下げる。

【構成】 第1及び第2のトランジスタ3、4と第1及び第2のダイオード5、6とによってハーフブリッジ型のAC-DC変換回路を形成する。このAC-DC変換回路の出力段の第1及び第2のコンデンサ7、8をハーフブリッジ型DC-ACインバータの直流電源とする。負荷14をDC-ACインバータの出力端子Bと交流電源1の端子Aとの間に接続する。電源電圧にDC-ACインバータの電圧が加算されて負荷14に供給される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路と、前記第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路に対して並列に接続された第 1 及び第 2 のコンデンサの直列回路と、前記第 1 及び第 2 のコンデンサの直列回路に対して並列に接続された第 3 及び第 4 のスイッチの直列回路と、

前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点と前記第 1 及び第 2 のコンデンサの相互接続中点との間に接続された交流電源と、
前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点に接続されている側の前記交流電源の端子と前記第 3 及び第 4 のスイッチの相互接続中点との間に接続された負荷と、
前記第 1 及び第 2 のスイッチを交流-直流変換するように制御し、前記第 3 及び第 4 のスイッチを入力交流電源位相に同期させて直流-交流変換するように制御する制御回路とを備えた交流電力変換装置。

【請求項 2】 第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路と、前記第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路に対して並列に接続された第 1 及び第 2 のコンデンサの直列回路と、前記第 1 及び第 2 のコンデンサの直列回路に対して並列に接続された第 3 及び第 4 のスイッチの直列回路と、前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点と前記第 3 及び第 4 のスイッチの相互接続中点との間に接続された交流電源と、

前記第 3 及び第 4 のスイッチの相互接続中点と前記第 1 及び第 2 のコンデンサの相互接続中点との間に接続された負荷と、
前記第 1 及び第 2 のスイッチを交流-直流変換するように制御し、前記第 3 及び第 4 のスイッチを入力交流電源位相に同期させて直流-交流変換するように制御する制御回路とを備えた交流電力変換装置。

【請求項 3】 前記第 1 及び第 2 のスイッチは、制御スイッチ素子とダイオードとの逆並列回路であり、前記交流電源と前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点との間にリアクトルが接続されていることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の交流電力変換装置。

【請求項 4】 前記第 1 及び第 2 のスイッチはダイオードであり、前記制御回路は前記第 3 及び第 4 のスイッチを直流-交流変換するものである請求項 1 又は 2 記載の交流電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、トランスを使用しないで交流電圧を異なる振幅の交流電圧に変換することができる交流電力変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 交流電圧を異なるレベルの交流電圧に変換する方式として、トランスを使用する方式、及び AC-DC 変換器と DC-AC 変換器とを組み合わせる方式がある。

【0003】 図 1 は後者の方式の 1 例を示すものであって、交流電源 1 と、昇圧用リアクトル 2 と、第 1 及び第 2 のトランジスタ 3、4 と、第 1 及び第 2 のダイオード 5、6 と、第 1 及び第 2 のコンデンサ 7、8 と、第 3 及び第 4 のトランジスタ 9、10 と、第 3 及び第 4 のダイオード 11、12 と、平滑用リアクトル 13 と、負荷 14 とから成る。第 1 のコンデンサ 7 は第 1 のダイオード 5 を介して充電され、第 2 のコンデンサ 8 は第 2 のダイオード 6 を介して充電され、また、第 1 及び第 2 のトランジスタ 3、4 によってリアクトル 2 に対するエネルギーの蓄積が制御され、電源 1 の電圧とリアクトル 2 の電圧とを加算した電圧によってコンデンサ 7、8 が充電される。コンデンサ 7、8 はハーフブリッジ型インバータの直流電源として機能し、この直流電圧が第 3 及び第 4 のトランジスタ 9、10 の交互のオン・オフによって交流電圧に変換されて負荷 14 に供給される。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 ところで、トランスを含む交流変換装置は、必然的に大型且つコスト高になる。また、図 1 に示す方式では、入力電圧より高い出力電圧を得る場合、直流電源として機能するコンデンサ 7、8 の電圧を高くする必要があるという問題がある。例えば、100V の交流電源 1 を使用して負荷 14 に 200V の交流電圧を供給する場合に、コンデンサ 7、8 をそれぞれ 282V 以上に充電することが必要になり、P 点と N 点との間の電圧 V_{PN} は 564V 以上になる。即ち、負荷 14 に実効値で 200V を得る場合には、このピーク値以上に相当する 282V 以上の耐圧がコンデンサ 7、8 に要求される。また、交流電源 1 が 200V で負荷 14 に 200V 以下の電圧を得る場合でも、コンデンサ 7、8 に最低でもそれぞれ入力電圧のピーク値に相当する 282V が充電される。従って、コンデンサ 7、8、トランジスタ 3、4、9、10、ダイオード 5、6、11、12 として高耐圧部品を使用することが必要になり、交流電力変換装置が必然的にコスト高になった。

【0005】 そこで、本発明の目的は、AC-DC-AC 変換において直流電圧を低くすることができる交流電力変換装置を提供するものである。

【0006】

【課題を解決するための手段】 上記目的を達成するための本発明は、第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路と、前記第 1 及び第 2 のスイッチの直列回路に対して並列に接続された第 1 及び第 2 のコンデンサの直列回路と、前記第 1 及び第 2 のコンデンサの直列回路に対して並列に接続された第 3 及び第 4 のスイッチの直列回路と、前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点と前記第 1 及び第 2 のコンデンサの相互接続中点との間に接続された交流電源と、前記第 1 及び第 2 のスイッチの相互接続中点に接続されている側の前記交流電源の端子と前記第 3 及び

第4のスイッチの相互接続中点との間に接続された負荷と、前記第1及び第2のスイッチを交流-直流変換するように制御し、前記第3及び第4のスイッチを入力交流電源位相に同期して直流-交流変換するように制御する制御回路とを備えた交流電力変換装置に係わるものである。なお、請求項2に示すように、第1及び第2のスイッチの相互接続中点と第3及び第4のスイッチの相互接続中点との間に交流電源を接続し、第3及び第4のスイッチの相互接続中点と第1及び第2のコンデンサの相互接続中点との間に負荷を接続することができる。また、請求項3に示すように、第1及び第2のスイッチをそれぞれ制御スイッチ素子とダイオードとの逆並列回路にすることができる。また、請求項4に示すように、第1及び第2のスイッチをそれぞれダイオードとすることができる。

【0007】

【発明の作用及び効果】請求項1の発明によれば、交流電源電圧に、第1及び第2のコンデンサの相互接続中点と第3及び第4のスイッチの相互接続中点との間の電圧を加算した値の電圧を負荷に供給することが可能になる。このため、第1及び第2のコンデンサの電圧が図1の従来の方式よりも低くても従来と同一の負荷電圧を得ることが可能になる。従って、第1及び第2のコンデンサ及び第1～第4のスイッチの耐圧を低くして低コスト化を図ることができる。請求項2の発明によれば、交流電源電圧から、第1及び第2のコンデンサの相互接続中点と第3及び第4のスイッチの相互接続中点との間の電圧（負荷電圧）を差し引いた値の電圧が第1及び第2のスイッチの相互接続中点と第1及び第2のコンデンサ相互接続点との間に加わることになり、第1及び第2のコンデンサの電圧を低くすることができる。これにより、第1及び第2のコンデンサ及び第1～第4のスイッチの低耐圧化、低コスト化が可能になる。請求項3によれば、制御スイッチ素子とリアクトルとの働きによって直流電圧の昇圧制御が可能になる。請求項4によれば、AC-DC変換回路が簡単になる。

【0008】

【第1の実施例】次に、図2～図6を参照して本発明の第1の実施例に係わる交流電力変換装置を説明する。図2に示す交流電力変換装置は、低いコンデンサ電圧で高い負荷電圧を出力する場合の実施例であり、実効値100Vの正弦波交流電源1の一方の端子Aが昇圧用リアクトル2を介して第1及び第2のトランジスタ3、4の直列回路の相互接続中点に接続されている。第1及び第2のトランジスタ3、4には逆並列に第1及び第2のダイオード5、6が接続され、これ等の並列回路がハーフブリッジ型のAC-DCコンバータ（交流-直流変換器）の第1及び第2のスイッチとして機能している。第1及び第2のコンデンサ7、8の直列回路は第1及び第2のトランジスタ3、4の直列回路に対して並列に接続され

ている。この第1及び第2のコンデンサ7、8の相互接続中点は端子Cに接続されている。交流電源1は端子AとCの間に接続されている。

【0009】第3及び第4のスイッチとしての第3及び第4のトランジスタ9、10の直列回路は第1及び第2のコンデンサ7、8の直列回路に対して並列に接続されている。この第3及び第4のトランジスタ9、10には逆並列にダイオード11、12が接続されている。第3及び第4のトランジスタ9、10及び第3及び第4のダイオード11、12はハーフブリッジ型のDC-ACコンバータ（直流-交流変換器）を構成するものである。第3及び第4のトランジスタ9、10の相互接続中点は平滑用リアクトル13を介して端子Bに接続されている。負荷14は端子Bと端子Aとの間に接続されている。

【0010】AC-DC制御回路15は、交流電源1の電圧の周波数よりも十分に高い周波数で第1及び第2のトランジスタ3、4を交互にオン・オフすると共に、第1及び第2のコンデンサ7、8の直列回路の両端間電圧 V_{PN} を一定に制御するものである。このため、AC-DC制御回路15は第1及び第2のトランジスタ3、4のベースに接続されたライン16、17、端子Aに接続されたライン18、交流電源1からの電流を検出するための電流検出器19に接続されたライン20、P点とN点との間の電圧を検出するライン21、22を有する。このAC-DC制御回路15の詳細は追って説明する。

【0011】DC-AC制御回路23は、第3及び第4のトランジスタ9、10を正弦波交流電圧が得られるように交互にオン・オフするものである。従って、このDC-AC制御回路23は、第3及び第4のトランジスタ9、10のベースに接続されたライン24、25と、端子Aに接続されたライン26と、端子Bに接続されたライン27とを有する。DC-AC制御回路23の詳細は追って説明する。

【0012】図3は図2のAC-DC制御回路15を詳しく示す。この制御回路15は、出力電圧 V_{PN} を検出するためにライン21、22に接続された電圧検出回路30と、基準電圧源31と、電圧検出回路30と基準電圧源31に接続された誤差増幅器32と、電源電圧検出ライン18と誤差増幅器32の出力ラインに接続された乗算器33と、電流検出ライン20と乗算器33に接続された誤差増幅器34と、交流電源1の電圧よりも十分に高い周波数で三角波を発生する三角波発生回路35と、誤差増幅器34と三角波発生回路35に接続された電圧比較器（コンパレータ）36と、この比較器36に接続されたトランジスタ制御信号形成回路37とから成る。制御信号形成回路37は比較器36の出力に基づいて第1及び第2のトランジスタ3、4の制御信号を形成し、ライン16、17に送出する。

【0013】図2のDC-AC制御回路23は図4に示

すように形成されている。即ち、このDC-AC制御回路23は、端子A、C間の電圧を検出するライン26に接続された位相反転回路40と、この位相反転回路40の出力信号とライン27から得られた端子B、C間の電圧 V_{BC} との誤差より操作信号を形成するための誤差増幅器41と、交流電源1の周波数よりも十分に高い周波数で三角波を発生する三角波発生回路42と、誤差増幅器41と三角波発生回路42とに接続された電圧比較器43と、この比較器43に接続されたトランジスタ制御信号形成回路44とから成る。制御信号形成回路44は比較器43の出力に基づいて第3及び第4のトランジスタ9、10の制御信号を形成し、ライン24、25に送出する。

【0014】次に、図2の交流電力変換装置の動作を説明する。交流電源1が正方向電圧期間において、第1のトランジスタ3がオフ制御、第2のトランジスタ4がオン制御されている時には、第2のコンデンサ8と電源1とリアクトル2と第2のトランジスタ4とから成る第1の閉回路が形成され、第2のコンデンサ8の電圧と電源1の電圧との和がリアクトル2に加わり、このリアクトル2にエネルギーが蓄積される。次に、第1のトランジスタ3がオン制御され、第2のトランジスタ4がオフ制御されると、電源1とリアクトル2と第1のダイオード5と第1のコンデンサ7とから成る第2の閉回路で第1のコンデンサ7が電源電圧より高い値に充電される。

【0015】次に、電源1が負方向電圧期間において、第1のトランジスタ3がオン制御、第2のトランジスタ4がオフ制御されている時には、電源1と第1のコンデンサ7と第1のトランジスタ3とリアクトル2とから成る第3の閉回路が形成され、電源1の電圧とコンデンサ7の電圧との和の電圧がリアクトル2に加わり、このリアクトル2にエネルギーが蓄積される。次に、第2のトランジスタ4がオン制御され第1のトランジスタ3がオフ制御されると、電源1と第2のコンデンサ8と第2のダイオード6とリアクトル2とから成る第4の閉回路が形成され、リアクトル2の蓄積エネルギーと電源1の両方によって第2のコンデンサ8が電源電圧よりも高い値に充電される。

【0016】AC-DC変換動作の理解を容易にするために、PN間の電圧 V_{PN} を電源1の電圧(100V)のピーク値に相当する141Vの2倍の282Vに制御するものとする。

【0017】次に、AC-DC変換回路における定電圧制御及び電流波形制御を説明する。図3の出力電圧検出回路30はPN間の電圧 V_{PN} を検出する。基準電圧源31は V_{PN} の所望電圧値に対応した基準電圧 V_r を出力する。誤差増幅器32は基準電圧 V_r と V_{PN} 検出電圧との誤差より操作信号を出力し、乗算器33はライン18の入力交流電圧波形に誤差増幅器32の出力を乗算した波形(正弦波)を出力する。誤差増幅器34はライン20

から得られる入力電流波形と乗算器出力の基準波形との誤差より操作信号を出力する。電圧比較器36は三角波発生回路35の三角波と誤差増幅器34の出力とを比較してPWM波を出力する。制御信号形成回路37は比較器36のPWM波に対応した制御信号をライン16に出力し、これと反対位相の信号をライン17に出力する。これにより、コンデンサ7、8の電圧を一定に制御することができると共に、交流電源1からの入力電流波形を正弦波に近似させることができる。

【0018】第1及び第2のコンデンサ7、8を直流電源としてDC-AC変換するために、第3及び第4のトランジスタ9、10が交互にオン・オフする。第3のトランジスタ9のオン期間には、第1のコンデンサ7と第3のトランジスタ9(又はダイオード11)と平滑用リアクトル13と負荷14と電源1との閉回路が形成され、第4のトランジスタ10のオン期間には、第2のコンデンサ8と電源1と負荷14と平滑用リアクトル13と第2のトランジスタ10(又はダイオード12)との閉回路が形成される。負荷14は端子Bと端子Aとの間に接続されているために、電源電圧 V_{AC} と、負荷電圧即ちAB間電圧 V_{AB} を端子BとCの間の電圧 V_{BC} との間に次式の関係が成立する。

$$V_{AB} = V_{AC} - V_{BC}$$

従って、BC間電圧 V_{BC} として電源電圧 V_{AC} と逆位相の電圧を形成すれば、電源電圧 V_{AC} よりも高い負荷電圧 V_{AB} を得ることができる。 V_{BC} を電源電圧 V_{AB} と逆位相、同振幅で制御すると、 V_{AB} は次式となる。

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{AC} - (-V_{AC}) \\ &= 2V_{AC} \end{aligned}$$

【0019】今、電源電圧 V_{AC} と逆位相、同振幅のDC-AC変換出力電圧 V_{BC} を作る制御回路は図4になる。図4の位相反転回路40はAC間電圧即ち電源電圧 V_{AC} の位相反転信号を形成する。誤差増幅器41は V_{AC} の反転信号とライン27のBC間電圧 V_{BC} との誤差より操作信号 V_{41} を形成して比較器43に送る。比較器43は図5(A)に示すように三角波 V_{42} とを比較し、図5(B)に示すPWM波を形成する。制御信号形成回路44は、図5(B)の高レベル期間に第3のトランジスタ9をオンにする信号をライン24に送出し、図5(B)の低レベル期間に第4のトランジスタ10をオンにする信号をライン25に送出する。

【0020】図6は図2の第3及び第4のトランジスタ9、10から成るDC-ACコンバータの出力電圧即ちBC間電圧 V_{BC} が交流電源電圧即ちAC間電圧 V_{AC} と逆位相、同振幅となるように制御された場合の V_{AC} 、 V_{BC} 、 V_{AB} の関係を示す。図6(A)に示すように電源電圧 V_{AC} が所定振幅 V_m の正弦波の場合に、BC間電圧 V_{BC} を図6(B)に示すように図6(A)の V_{AC} に対して逆位相、同振幅 V_m とすれば、負荷電圧 V_{AB} は図6(C)に示すように電源電圧 V_{AC} の2倍の値になる。1

00Vの電源電圧 V_{AC} によって200Vの負荷電圧 V_{AB} を得るために必要なBC間電圧 V_{BC} は100Vであり、このBC間電圧100V(実効値)を得るために必要なコンデンサ7、8の電圧は実効値100Vのピーク値に対応する141Vでよい。従って、コンデンサ7、8、トランジスタ3、4、9、10、ダイオード5、6、11、12の低耐圧化、低コスト化が可能になる。

【0021】

【第2の実施例】次に、図7を参照して第2の実施例の交流電力変換装置を説明する。但し、図7及び後述する図8、図10において図2と実質的に同一の部分には同一の符号を付してその説明を省略する。図7の回路は図2の回路から第1及び第2のトランジスタ3、4と、昇圧用リアクトル2、AC-DC制御回路15とを省いたものに相当し、その他は図2と同一に構成されている。従って、図7の回路はリアクトルによる昇圧作用を有さない他は、図2と同一の作用及び効果を有する。なお、電源1の電圧が100Vの場合には、コンデンサ7、8はそれぞれ約141Vに充電される。これにより、約200Vの負荷電圧 V_{AB} を得ることが可能になる。

【0022】

【第3の実施例】図8の第3の実施例の交流電力変換装置は、低いコンデンサ電圧に高い電源電圧を入力する場合の実施例であり、図2の回路における交流電源1及び負荷14の接続位置を変えたものに相当する。即ち、図8の回路は、交流電源1を端子Aと端子Bとの間に接続し、負荷14を端子Bと端子Cとの間に接続し、その他を図2と実質的に同一に構成したものである。

【0023】図8において、電源1が正方向電圧期間において、電源1、リアクトル2、第1のダイオード5、第1のコンデンサ7、負荷14から成る閉回路で第1のコンデンサ7が充電される。この閉回路には負荷が介在しているため、電源1の電圧 V_{AB} と、負荷14の電圧 V_{BC} を加えた電圧が第1のコンデンサ7の充電電圧となる。ここで V_{BC} を V_{AC} と逆位相に制御することにより第1のコンデンサ7の充電電圧を低くすることができる。また、電源1が負方向電圧期間において、電源1、負荷14、第2のコンデンサ8、第2のダイオード6、リアクトル2の閉回路で第2のコンデンサ8が充電される。この場合も閉回路中に負荷14が介在するために V_{BC} を同様に制御することにより第2のコンデンサ8の電圧を低くすることができる。

【0024】第1及び第2のコンデンサ7、8の直流電圧を第3及び第4のトランジスタ9、10によって交流電圧 V_{BC} に変換する動作は、図1及び図2のハーフブリッジ型DC-ACコンバータと同一である。

【0025】図8の回路のAB間電圧即ち電源電圧 V_{AB} とBC間電圧即ち負荷電圧 V_{BC} とAC間電圧 V_{AC} との間に次式の関係が成立する。

$$V_{AC} = V_{AB} + V_{BC}$$

ここで、 V_{BC} を電源電圧 V_{AB} と逆位相で振幅を V_{AB} の1/2に制御すると、 V_{AC} は次式と成る。

$$V_{AC} = V_{AB} + (-V_{AB}/2) = V_{AB}/2$$

図9(A)(B)(C)はこれ等の関係を示す。図1の従来回路で、例えば電源1を200V(実効値)とした場合、コンデンサ電圧は、電源1のピーク値282V以上に充電されてしまうが、図8の回路によれば、負荷電圧を電源1と逆位相で、振幅を電源1の1/2に制御することにより、AC間の電圧 V_{AC} を100V(実効値)に減じることができ、それにより、コンデンサ電圧は、 V_{AC} のピーク値141Vの充電ですむ事になる。このように、低いコンデンサ電圧で、それよりも高いピーク値の交流電圧を制御することができる。

【0026】

【第4の実施例】図10に示す第4の実施例の交流電力変換装置は、図8の回路から昇圧用リアクトル2、第1及び第2のトランジスタ3、4、AC-DC制御回路15、電流検出器19を除去したものに相当する。即ち、図8ではAC-DC変換器が2つのダイオード5、6のみで構成されている。図10のその他の回路構成は図8と同一であるので、図8と同一の作用効果を有する。

【0027】

【変形例】本発明は上述の実施例に限定されるものではなく、例えば次の変形が可能なるものである。

(1) 図2及び図7において、図11に示すように、AC間電圧 V_{AC} の検出ライン26を振幅調整回路52においてライン53から与えられた振幅指令によって、振幅を任意に調整して V_{BC} に対する基準波形(所望電圧波形)を作り、誤差増幅器41において基準波形とライン27のBC間電圧 V_{BC} との誤差より操作信号を作り、これによってPWMパルスを形成してもよい。なお、図11の誤差増幅器41よりも後段は図4と同一回路構成である。図11の方式によれば、振幅指令を1倍から-1倍に変化することにより、負荷電圧 V_{AB} をゼロから電源電圧 V_{AC} の2倍まで可変することができる。特に図2においては電力が両方向であり交流電源1からの入力電流を正弦波にできるので、入力電源公害のない実験用の交流電圧可変装置として使用できる。

(2) 図2及び図7において、図12に示すように、AC間電圧 V_{AC} の検出ライン26を位相調整回路50においてライン51から与えられた位相指令によって、位相を任意に調整して V_{BC} に対する基準波形(所望電圧波形)を作り、誤差増幅器41において基準波形とライン27のBC間電圧 V_{BC} との誤差より操作信号を作り、これによってPWMパルスを形成してもよい。なお、図12の誤差増幅器41よりも後段は図4と同一回路構成である。図12の方式によれば、位相指令を0度から180度に変化することにより、負荷電圧 V_{AB} をゼロから電源電圧 V_{AC} の2倍まで可変することができる。

(3) 図2及び図7において、図13に示すように、

位相同期回路 5 4 と基準波形生成回路 5 5 を設け、AC 間電圧 V_{AC} の検出ライン 2 6 を基準位相とし、位相同期回路 5 4 により基準波形生成回路 5 5 の出力波形（振幅一定の正弦波形）を V_{AC} と同一位相に制御し、これを V_{AB} に対する基準波形とする。誤差増幅器 4 1 において基準波形とライン 5 6 の AB 間電圧 V_{AB} との誤差より操作信号を作り、これによって PWM パルスを形成してもよい。おな、図 1 3 の誤差増幅器 4 1 よりも後段は図 4 と同一回路構成である。図 1 3 の方式によれば、電源電圧 V_{AC} の変動に拘らず、負荷電圧 V_{AB} を振幅一定の正弦波

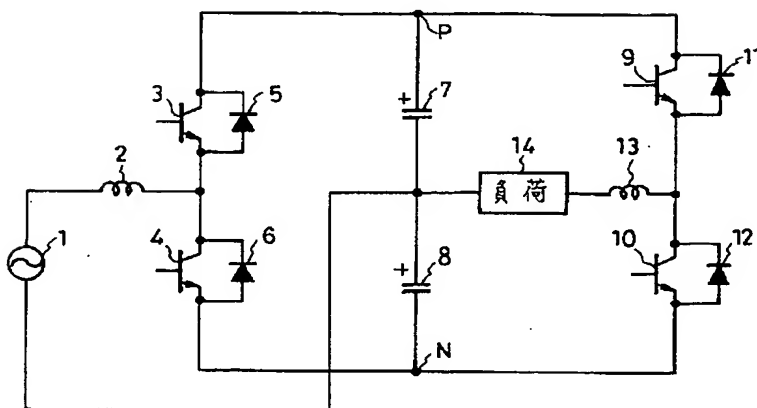
形にすることができる。
(4) 図 8 及び図 10 において、図 1 1、図 1 2、図 1 3 と同様な制御が可能である。実施例 3、4 において、DC-AC 変換器の出力電圧の位相または振幅を、電源 1 と逆位相、1/2 倍振幅から変化させることにより、第 1 及び第 2 のスイッチ相互接続中点と第 1 及び第 2 のコンテナ相互接続点との間に加わる電圧の調整が可能である。

(5) トランジスタ 3、4、9、10 とダイオード 5、6、11、12 との逆並列回路の代りに、図 1 4 に示す IGBT（インシュレーテッド・ゲート・バイポーラ・トランジスタ）とダイオード D の逆並列回路とすること、又は図 1 5 に示すようにダイオード D を内蔵する絶縁ゲート型電界効果トランジスタ FET とすること、又は他の半導体制御スイッチにすることができる。

【図面の簡単な説明】

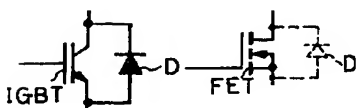
【図 1】従来の交流電力変換装置を示す回路図である。

【図 1】



【図 14】

【図 15】



【図 2】本発明の第 1 の実施例の交流電力変換装置を示す回路図である。

【図 3】図 2 の AC-DC 制御回路を詳しく示すブロック図である。

【図 4】図 2 の DC-AC 制御回路を詳しく示すブロック図である。

【図 5】図 4 の各部の状態を示す波形図である。

【図 6】図 2 の各部の波形図である。

【図 7】第 2 の実施例の交流電力変換装置を示す回路図である。

【図 8】第 3 の実施例の交流電力変換装置を示す回路図である。

【図 9】図 8 の各部の波形図である。

【図 10】第 4 の実施例の交流電力変換装置を示す回路図である。

【図 11】DC-AC 制御回路の変形例を示すブロック図である。

【図 12】別の変形例の DC-AC 制御回路を示すブロック図である。

【図 13】更に別の変形例の DC-AC 制御回路を示すブロック図である。

【図 14】スイッチの変形例を示す図である。

【図 15】スイッチの別の変形例を示す図である。

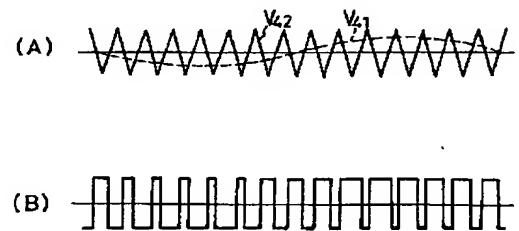
【符号の説明】

1 交流電源

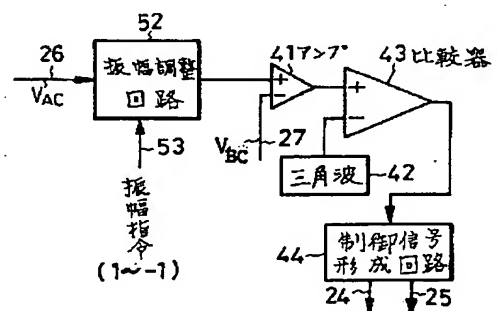
7、8 コンデンサ

14 負荷

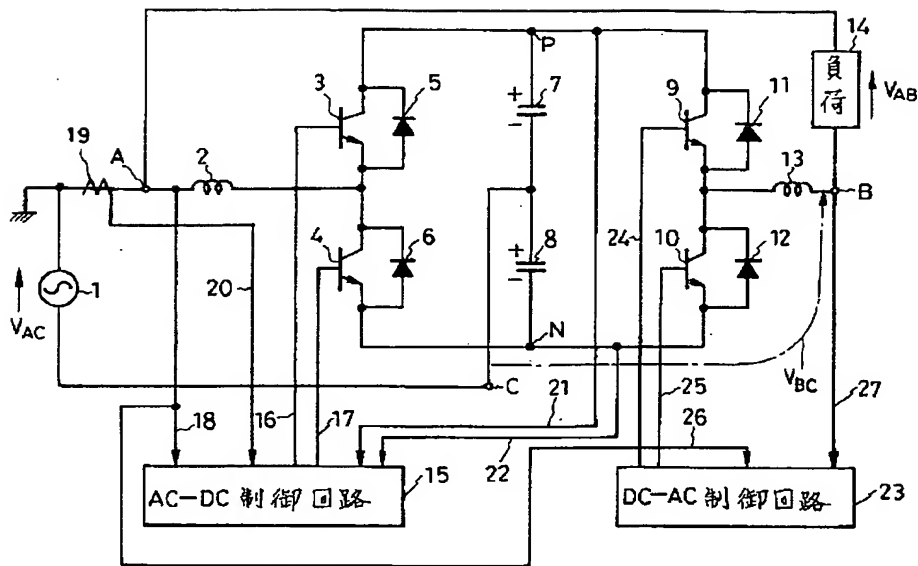
【図 5】



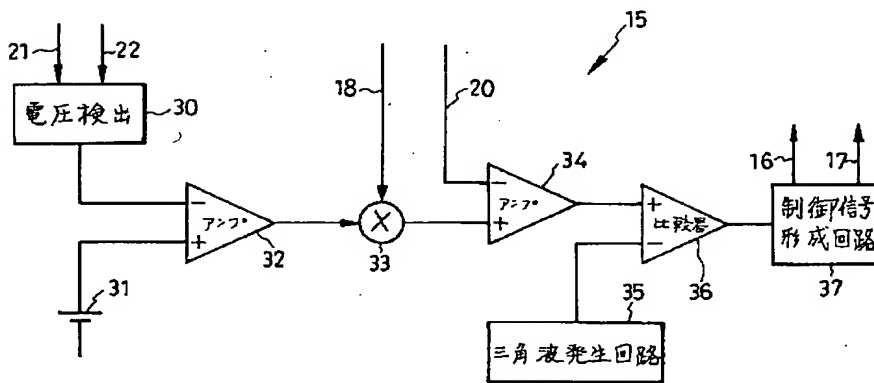
【図 11】



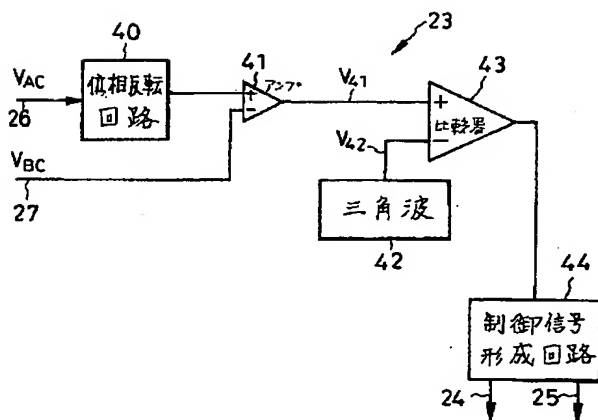
【図2】



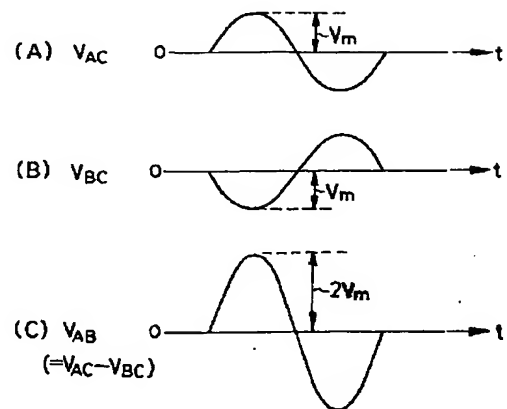
【図3】



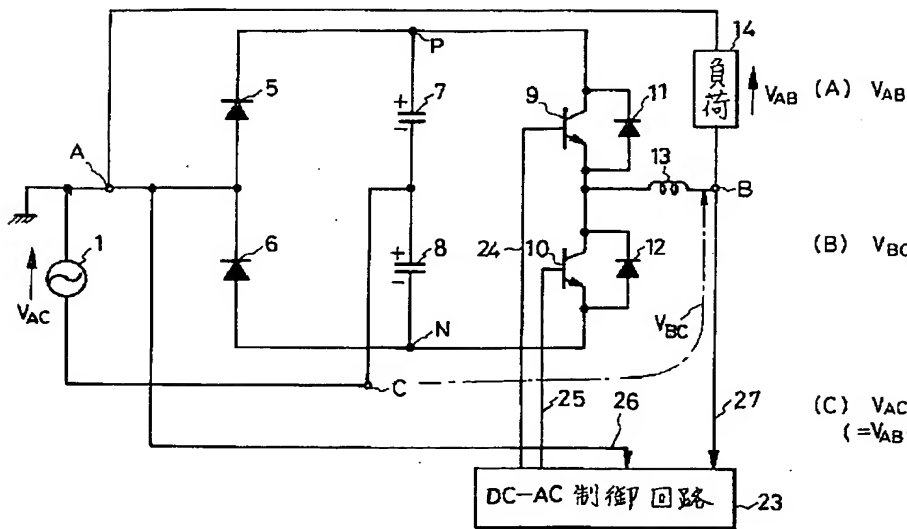
【図4】



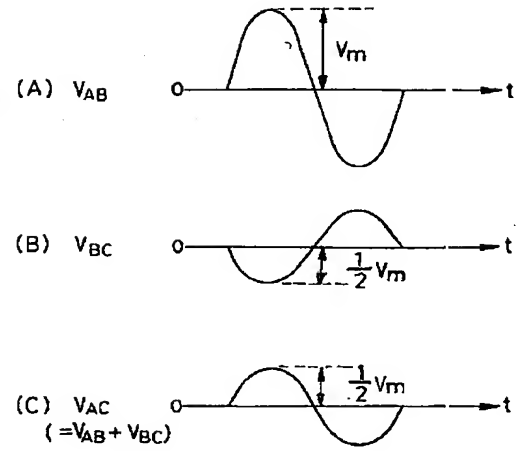
【図6】



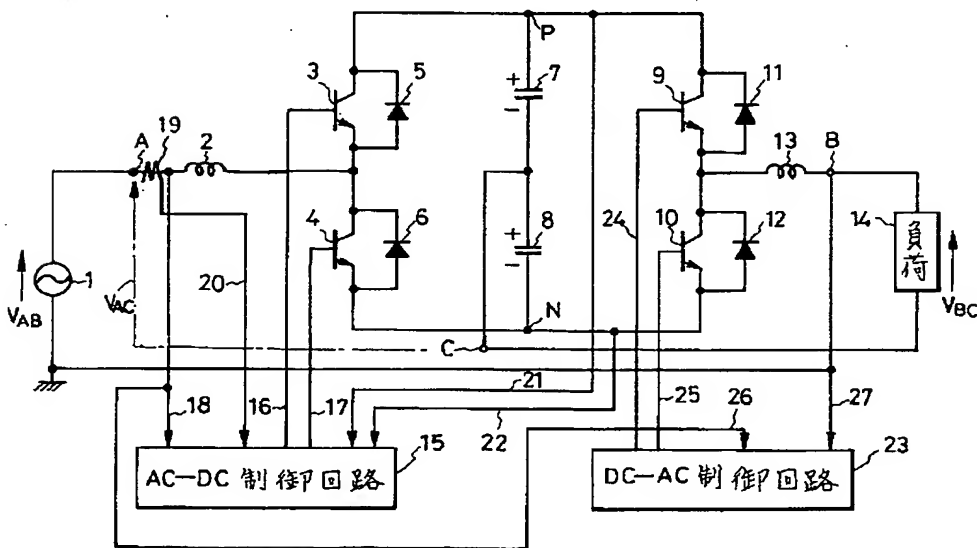
【図7】



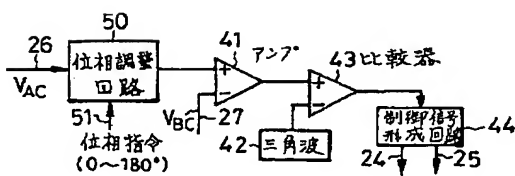
【図9】



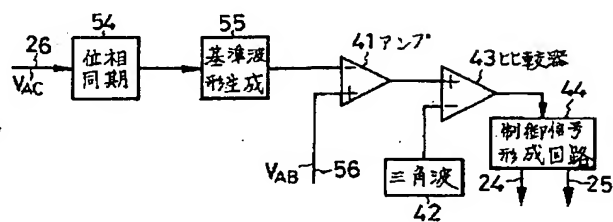
【図8】



【図12】



【図13】



【図 10】

